

В. В. Щербак

СПОСОБЫ УЛУЧШЕНИЯ ШИРОКОДИАПАЗОННОСТИ «ЧИСТОГО» ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ВОЛН КАСКАДОМ ЛЕНТОЧНЫХ ДИАФРАГМ В ПЛОСКОМ ВОЛНОВОДЕ

*Институт радиофизики и электроники им. А. Я. Усикова НАН Украины
12, ул. Ак. Проскуры, Харьков, 61085, Украина
E-mail: shcherbak@ire.kharkov.ua*

Рассмотрена проблема оптимизации каскадов периодических ленточных диафрагм для эффективной передачи энергии основной волны $TE_{1,0}$ в высшую или между высшими $TE_{p,0}$ и $TE_{M,0}$ (при плосковершинной диапазонной характеристике). Значительно увеличена рабочая полоса частот таких устройств. Для этого (за счет существенного различия расстояний между диафрагмами) организовано взаимодействие мод $TE_{p,0}$ и $TE_{M,0}$ при минимуме 1 и 1 продольных осцилляций для них (в разных резонаторах) вместо 2 и 1. Используются также диэлектрические вставки и другие конструктивные новации. Ил. 12. Библиогр.: 15 назв.

Ключевые слова: периодические диафрагмы, диапазон частот, иной спектральный режим, диэлектрические вставки.

Преобразователи волноводных волн с низким уровнем паразитных излучений и высоким КПД передачи энергии возбуждающей волны в энергию только одной из возбуждаемых волн востребованы в технике СВЧ [1–6], в частности, для объединения мощности диодов Ганна [2]. В то же время известные реализации таких устройств не закрывают проблему. Так, уголковая конструкция [3] и ее гибридный вариант [4] непригодны к переносу на тракты из круглых волноводов и не позволяют в процессе преобразования $p \Rightarrow M$ ($TE_{p,0} \Rightarrow TE_{M,0}$) полностью устранить паразитный фон волн с $n \neq p, M$. Другие конструкции нередко относятся к иным аспектам (например, к согласованию низших волн стыкуемых волноводов [7]) и громоздки [6–8]. В частности, концепция [6] пленок с профилированной прозрачностью, практически реализуется решеткой со слишком большим количеством мелких ламелей, т. е. нетехнологична на мм волнах.

Упомянутых недостатков нет у устройств резонансного типа. Так, каскад двух резонаторов из отрезков волновода, разделенных тремя неидентичными диафрагмами, эффективно преобразует энергию $TE_{1,0}$ -волны в выходящую $TE_{2,0}$ либо $TE_{3,0}$ [5]. Замена простых диафрагм периодическими позволяет с высоким КПД преобразовать любую $TE_{p,0}$ -волну в нужную $TE_{M,0}$ [5]. При этом полностью устранен паразитный фон волн с $n \neq p, M$ (из-за разреженности спектра рассеяния волн на периодических диафрагмах [9, 10]).

В то же время конструкции [3, 4] обеспечивают существенно большую рабочую полосу частот. Докажем, что модификация устройств типа [5] позволяет также достичь хорошей широкополосности (в том числе для преобразования (конверсии) $p \Rightarrow M$ при любых p и M).

1. Физические предпосылки улучшения характеристик устройства. В исследуемых структурах три диафрагмы разделяют два резонансных объема (отрезки N -модового волновода) с длинами $r1$ и $r2$. Для конверсии $p \Rightarrow M$ используем

диафрагмы с τ полупериодами на сечении волновода (рис. 1), где $\tau = \tau_1 = 2M$ для селективных диафрагм $D1, D3$ и $\tau = \tau_2 = p + M$ для смесителя $D2$.

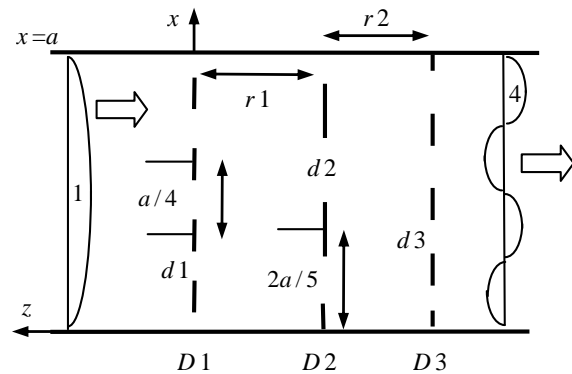


Рис. 1. Каскад для конверсии $1 \Rightarrow 4$ ($\tau = 8$ и 5)

Возбуждаются лишь два типа незатухающих волноводных волн, p -й и M -й ($p < M \leq N$). Соответственно, незатухающую часть поля (E_y) ищем в четырех частичных областях тракта ($k = 1 \div 3$) в виде

$$P_k = \sum_{n=p, M} \{ C_n^k e^{i\gamma_n(Z_{k-1}-z)} - D_n^k e^{i\gamma_n(z-Z_k)} \} e^{inx}; \quad (1)$$

$$C_n^k + D_n^k e_n^k = C_n^{k-1} e_n^{k-1} + D_n^{k-1} e_n^{k-1}; \quad D_n^3 = 0; \quad (2)$$

где $\gamma_n = \sqrt{\kappa^2 - n^2}$; $\kappa = 2\pi/\lambda$ - безразмерное волновое число; $e_n^k = \exp(i\gamma_n r_k \pi/a)$; $r_k = 0, r1, r2, 0$; x, y, z - безразмерные координаты типа $x = x \pi/a$; $z = Z_k$ - координаты диафрагм; a - ширина волновода; C_n^k и D_n^k - амплитуды волн k -й области.

Если известны коэффициенты рассеяния $R_{m \leftarrow n}^k = T_{m \leftarrow n}^k - \delta_m^n$ на каждой из диафрагм $k = 1 \div 3$ отдельно (см. разд. 4 и 6), то согласно концепции [11] искомые C_n^k, D_n^k свяжем с $E_n = C_n^1 = \delta_n^p - \delta_n^{-p}$ замкнутой бесконечной системой линейных алгебраических уравнений (СЛАУ).

$$D_m^2 = \sum_{n>0} \{R_{m \leftarrow n}^2 e_n^2 C_n^2 + T_{m \leftarrow n}^2 e_n^3 D_n^3\}; C_m^2 = \sum_{n>0} R_{m \leftarrow n}^1 e_n^2 D_n^2 + T_{m \leftarrow p}^1 E_p; B_{m \leftarrow p} \equiv C_m^4 = \sum_{n>0} T_{m \leftarrow n}^3 e_n^3 C_n^3; \quad (3)$$

$$C_m^3 = \sum_{n>0} \{T_{m \leftarrow n}^2 e_n^2 C_n^2 + R_{m \leftarrow n}^3 e_n^3 D_n^3\}; D_m^3 = \sum_{n>0} R_{m \leftarrow n}^3 e_n^3 C_n^3; A_{m \leftarrow p} \equiv D_m^1 = \sum_{n>0} T_{m \leftarrow n}^1 e_n^2 D_n^2 + R_{m \leftarrow p}^1 E_p$$

или конечной ($n, m < \infty$). С учетом упомянутого разрежения спектра свели ее к СЛАУ четвертого порядка

$$D_m^2 = \sum_{n>0} \{R_{m \leftarrow n}^2 e_n^2 R_{n \leftarrow n}^1 e_n^2 D_n^2 + T_{m \leftarrow n}^2 e_n^3 R_{n \leftarrow n}^3 e_n^3 C_n^3\} + R_{m \leftarrow p}^2 e_p^2 T_{p \leftarrow p}^1; \quad n = p, M; m = p, M, \quad (4)$$

$$C_m^3 = \sum_{n>0} \{T_{m \leftarrow n}^2 e_n^2 R_{n \leftarrow n}^1 e_n^2 D_n^2 + R_{m \leftarrow n}^2 e_n^3 R_{n \leftarrow n}^3 e_n^3 C_n^3\};$$

и использовали в расчете КПД $|B_{M \leftarrow p}|^2 \gamma_M / \gamma_p$ и паразитных потерь $|A_{M \leftarrow p}|^2 \gamma_M / \gamma_p$ и $|B_{p \leftarrow p}|^2$.

Для повышения точности расчетов увеличиваем порядок СЛАУ (4) до шести учетом в (3) первой из затухающих волн $n = M + 2p$, и расчет из (4) становится близким к абсолютно точному (так как номер следующей волны $2M + 2p \gg M + 2p$).

Величины $T_{M \leftarrow M}^1, T_{p \leftarrow p}^3, R_{p \leftarrow p}^1, R_{M \leftarrow M}^3$ в (3) (коэффициенты рассеяния на селективных диафрагмах) малы, если ленты $D1$ и щели $D3$ размещены в пучностях $TE_{M,0}$ -волны. Между собой волны p и M связаны на смесителе $D2$. При расчетах, настраивая связь мод на $D2$ параметром $d2$ и селекцию на $D1, D3$, добиваемся эффективной конверсии. При этом благодаря двухконтурному резонансу зависимости КПД от κ – двугорбые и оптимизируются к плосковершинным. Однако для успешной работы преобразователя $p \Rightarrow M$ в целом надо подобрать резонансные значения длин r_k . Ключевой вопрос – предлагаемые изменения в этом подборе.

2. О широкополосности. Для оптимизации конверсии $p \Rightarrow M$ в работе [5] использованы величины $r1 \approx r2$, приводящие к резонансам $\Phi \approx r_k \sqrt{\kappa^2 - n^2} \pi / a - \mu \pi = 0$ при $\mu = 1$ для $n = M$ и $\mu \geq 2$ для $n = p$ (μ – продольный индекс резонансов). Здесь полагаем $r2 \gg r1$ (и оба меньше их значений из [5]), чтоб уменьшить второе из μ до $\mu = 1$ для $r_k = r1$, либо увеличить рабочие κ .

Из уравнения $\det\{СЛАУ(4)\} = 0$ найдены комплексные частоты (и собственные значения κ) упомянутых резонансов. На рис. 2 стрелками под осью κ указаны $\text{Re } \kappa$ -собственных.

Широкополосность устройств при существенно уменьшенных r_k увеличилась на порядок. Для конверсии $1 \Rightarrow 4$ при КПД $\geq 90\%$ полоса 0,022 (2,2 %) [5] (OLD) сменилась на $Bw = 0,2$ (рис. 2). Паразитные потоки волн $TE_{2,0}$ и $TE_{3,0}$ здесь – тождественные нули. Потери X на рис. 2 ($TE_{4,0}$ в отраженном поле и прохождении $TE_{1,0}$) малы.

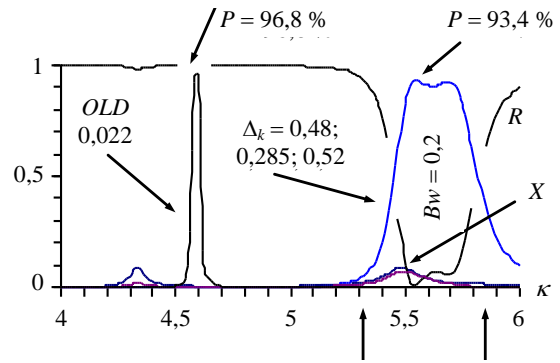


Рис. 2. Конверсия $1 \Rightarrow 4$. Данные, вычисленные для конструкции рис. 1 ($\tau = 8$ и 5) при $r1 = 0,16a, r2 = 0,2156a$ и оптимальных относительных размерах щелей $\Delta k = dk\pi/a/\tau$. Здесь P – КПД; R – отражение $TE_{1,0}$; X – паразитные потоки; OLD – данные [5] для $r1 = 0,43a, r2 = 0,41a$ и иных. Δk (dk) с полосой 0,022 вместо нового результата Bw (bandwidth) = 0,2

Для варианта $1 \Rightarrow 2$ (рис. 3) наряду с КПД отражены данные о потоках энергии волн $p = 1$ и $M = 2$ внутри резонаторов $r1$ и $r2$. Поток энергии волны $TE_{1,0}$ в первом резонаторе есть разность встречных потоков $< 209\%$ и 112% . Аналогично (при $\kappa = 2,89$) имеем во втором резонаторе потоки $95,76\% \approx 151,8\% - 56,08\%$ для волн $TE_{2,0}$ и $1,95\% \approx 5,09\% - 3,14\%$ для $TE_{1,0}$.

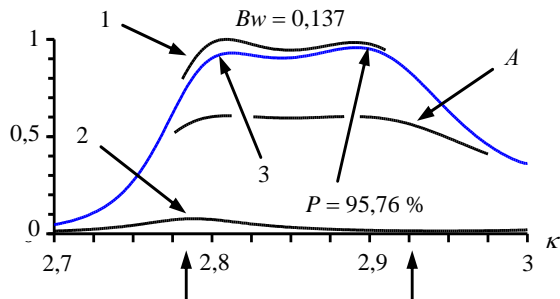


Рис. 3. Данные $1 \Rightarrow 2$ в конструкции $\tau = 4$ и 1 (см. рис. 8) при $r_k = 0,68$ и $0,87$ и оптимальных dk : 1 – поток энергии $TE_{1,0}$ -волны в резонаторе $r1$; 2, 3 – потоки энергии волн $TE_{1,0}$ и $TE_{2,0}$ в резонаторе $r2$ и на выходе из конвертора; A – поток прямой волны $TE_{2,0}$ в канале $r2$, перенормированный как $A = A/1+A$

Заметим, что в этом варианте реализуется взаимодействие $TE_{0,1}$ -волны с $\mu > 1$ продольными биениями и $TE_{0,2}$ -волны с $\mu = 1$, поэтому возможен вариант с меньшими r_k , соответствующими $\mu = 1$ для обеих волн (при разных r_k).

Для конверсии $1 \Rightarrow 6$ полоса Bw увеличена до 0,275 (27,5 %) против 0,0275 в режиме [5]. Для $1 \Rightarrow 8$ – до 0,23. Для $1 \Rightarrow 9$ – до 0,27. Расширена полоса и для $p > 1$: до $Bw = 0,062$ для $2 \Rightarrow 3$ при 0,0055 в работе [5] и до 0,0925 – для $3 \Rightarrow 4$ (рис. 4).

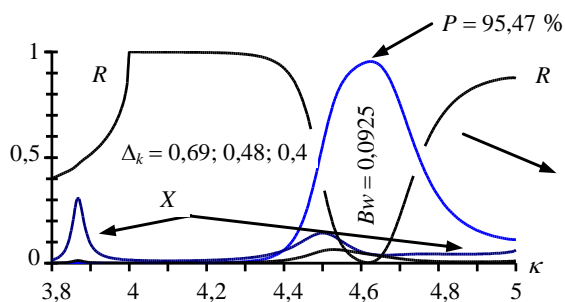


Рис. 4. Данные P, R, X для $3 \Rightarrow 4$ (КПД, отражение, потери), для конструкции $\tau = 8$ и 7 при $r_1 = 0,23a, r_2 = 0,36a$ и оптимальных относительных размерах щелей $\Delta_k = dk\pi/a\tau$

3. Нечетные волны и квазипериодичность. Если p и M – нечетны (как в случае конвертора рис. 5), то фактор $n = p, M$ разрежения спектра в (1)–(4) остается в силе, и алгоритм расчета можно не менять. В том числе при оптимизации конверсий $1 \Rightarrow 7, 1 \Rightarrow 5$ и $1 \Rightarrow 15$ (рис. 5–7).

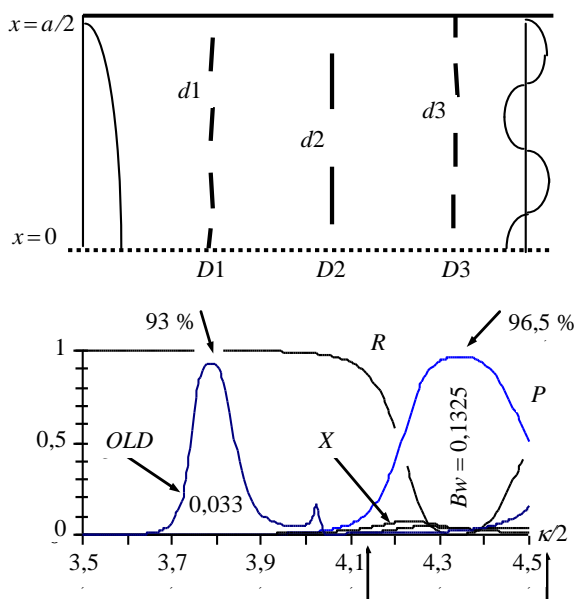


Рис. 5. Конвертор $1 \Rightarrow 7$ (верхняя половина $x > 0$). Данные расчета (P – КПД; R – отражение $TE_{1,0}$; X – паразитные потоки) при $r_1 = 0,195a; r_2 = 0,33a$ и $\Delta_k = 0,58; 0,30; 0,45$ и для варианта OLD из [5] при $r_1 = 0,487a; r_2 = 0,6a; \Delta_k = 0,62; 0,36; 0,38$

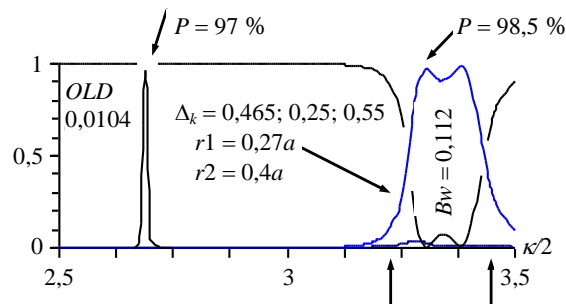


Рис. 6. Конверсия $1 \Rightarrow 5$. Данные нового и OLD -вариантов

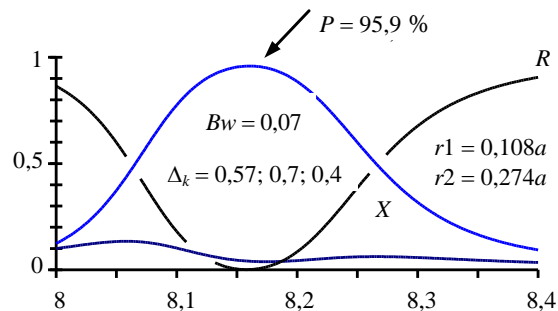


Рис. 7. Конверсия $1 \Rightarrow 15$

Иная ситуация, если мы с целью упрощения структуры заменим периодическую диафрагму $D2$ квазипериодической с уменьшенным на два числом ребер [5]. В этом случае смеситель $D2$ оставит в силе фактор разрежения $n = p, M$ в (4) лишь для одного значения κ , и в конверторе появится слабый фон незатухающих волн с $n \neq p, M$. Это усложняет оптимизацию устройства. СЛАУ (4) теперь неверна, (так как матрицы $R_{m \leftarrow n}^1$ и $R_{m \leftarrow n}^3$ – недиагональны), т. е. при расчетах надо учесть все n, m в СЛАУ (3).

Теперь появляется существенное отличие у структур для конверсии $p \Rightarrow M$ волн с нечетными p, M . В них паразитные волны из числа четных все равно не появятся, т. е. в (1) и (4) можно выбросить все четные члены и тем самым значительно облегчить расчеты (уравнять по трудоемкости анализ для $1 \Rightarrow 15$ с $1 \Rightarrow 8$).

Вместе с тем предлагаемый иной выбор длин r_k улучшил диапазонность конверторов и в случае квазипериодичности на $D1$ – $D3$. Однако при этом требуется коррекция алгоритмов.

4. Коррекция алгоритмов. Вернемся к постановке задач рассеяния. Удержав в полях (1) весь бесконечный спектр волн, сошьем их ($\partial \Pi_k / \partial z$ и Π_k) при $z = Z_k$. Проводимая далее регуляризация приводит [12] к бесконечной СЛАУ [5] относительно C, D_n^k , из которой согласно [12] имеем СЛАУ (3) и расчет для нее $x_n^k = T_{n \leftarrow p}^k$ из СЛАУ:

$$x_m^k g_m = \sum_{n>0} x_n^k \xi_n y_m^{n,k} = i \gamma_p [y_m^{p,k} - y_m^{-p,k}]; \quad (5)$$

$$\zeta_n = |n| + i\gamma_n \sim 1/n; \quad y_m^{n,k} \sim \sqrt{n/m} / |n-m|, \quad (6)$$

где $y_n^{p,k}$ – статические реактивности, зависящие от параметров k -й диафрагмы, вычисляемые из работы [12].

При периодичности диафрагм СЛАУ (5) расщепляется [9, 10] на $\tau/2$ независимых СЛАУ (допускающие усечение до порядка $1 \div 3$) для расчета $X_n^k \equiv x_{n\tau+s\tau}^k$, соответствующих распаду одномерного спектра $TE_{n,0}$ -волн на независимые субспектры волн с номерами $(s+n)\tau$ при $0 \leq s \leq 1/2$.

При квазипериодичности порядок СЛАУ (3) и (5) не уменьшается, и при больших значениях p, M нужно искать пути снижения трудоемкости расчетов. Один из них – игнорировать в (3) и (5) члены с $n \neq p, M$ с последующей оптимизацией типа [13] квазипериодических диафрагм, оправдывающей такой шаг. Далее повторим упрощенную оптимизацию для конвертора в целом. Другой путь – использование метода [14], позволяющего произвести точный расчет при опорном значении k и продолжить расчеты менее трудоемко при других, близких значениях аргумента.

Развитый подход позволил искать оптимальные значения r_k и других параметров в рамках экранного времени компьютера, в том числе для структур с квазипериодичностью смесителя.

Заметим, что задачи оптимизации требуют многократного повтора расчета искоемых физических величин при близких значениях k и других параметров, так что любые шаги по снижению трудоемкости алгоритмов не лишние.

5. О других модернизациях. Цель проведенных выше оптимизаций – обеспечить максимальную широкополосность устройств при нижнем уровне КПД 90 %. Достигнутые при этом результаты (полосы в 5–10 % и более от ширины одномодового диапазона значений k) достаточны для запросов практики и снимают абсолют с преимуществ конструкций [3, 4] по полосе (превосходя их по энергетике и чистоте спектра).

И все же нужен поиск более радикальных средств, чем изменение подбора r_k . Одна из причин этого в том, что при повышении против 90 % требуемого порога КПД рабочая полоса частот снизится. Более радикальные средства – изменение элементов конструкции. Одно из них относится к конверторам $1 \Rightarrow 2$. Их варианты, указанные на рис. 8, исследованы для сравнения на эффективность. Из данных сравнения (рис. 9 и 3) видим, что лучшую диапазонность обеспечил односторонний смеситель $D2$ ($B_w = 0,137$ вместо $0,088$ у трехреберного $D2a$). Однако выяснено, что в сочетании с диэлектрическим корректором вариант смесителя $D2a$ лучше.

Добавление в структуру диэлектрических пленок необходимо по конструкторским соображениям – как крепежный элемент для тонких диафрагм.

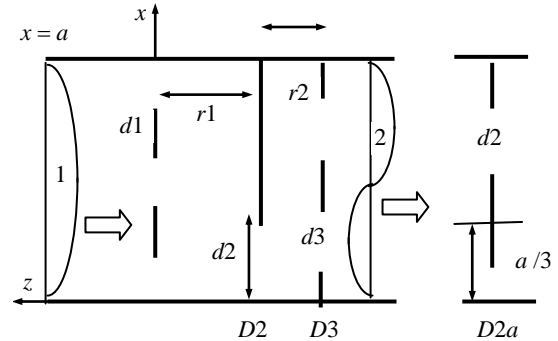


Рис. 8. Каскад для конверсии $1 \Rightarrow 2$. Вариант $D2 := D2a$

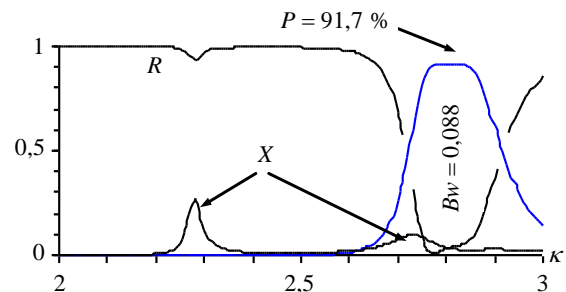


Рис. 9. Данные о конверторе (рис. 8) со смесителем $D2a$

Интересно исследовать и их электродинамическое действие, чтоб найти возможность улучшения работы конверторов. Для этого построим соответствующий алгоритм.

6. Задача о конверторе с резонансным смесителем. Энергетику конвертора волн (рис. 8) можно улучшить как совершенствованием фильтров $D1, D3$, так и модернизацией смесителя $D2$. Остановимся на смесителе. Заменим одиночную диафрагму $D2$ (рис. 8) двойной (рис. 10). Между ее идентичными компонентами поместим слой диэлектрика толщины r с проницаемостью ε либо оставим вакуум ($\varepsilon = 1$). Рассмотрим задачу рассеяния для $r > 0$, чтобы оптимизировать структуру рис. 10 как конвертор $1 \Rightarrow 2$. Искомые поля рассеяния вне внутренней области смесителя $D2$ запишем в виде разложений (1) и, чтобы не усложнять выкладки, прибегнем к концепции взаимодействия [11]. В таком случае получим СЛАУ (3), в которой теперь изменился смысл матричных операторов многомодового отражения $R_{m \leftarrow n}^2$ и прохождения $T_{m \leftarrow n}^2$ для неоднородности $D2$. Теперь они – операторы рассеяния на двойной диафрагме (со слоем диэлектрика или без него), т. е. мы свели задачу к предыдущей (о трех препятствиях $D1 - D3$) и к вспомогательной

задаче об определении $R_{m \leftarrow n}^2$ и $T_{m \leftarrow n}^2$, другими словами, о многомодовом рассеянии на двойной диафрагме $D2$. Эта задача уже решена (методом задачи Римана-Гильберта) в работе [15] и сведена к совокупности двух СЛАУ типа (5), отличающихся от нее выражениями параметров малости

$$\zeta_n^\pm = \{ [2|n| + i\gamma_n] [1 \pm e_n] + i\gamma_{n2} [1 \mp e_n] \} / 2, \quad (7)$$

$$\gamma_{n2} = \sqrt{\kappa^2 \varepsilon - n^2}, \quad e_n = \exp(i\gamma_{n2} r \pi / a).$$

Сумма и разность решений СЛАУ (5)–(7), аналогов $x_n^k = T_{n \leftarrow p}^k$ в (5), (6), приводит к нахождению амплитуд полей внутри двойной диафрагмы и отсюда величин $R, T_{m \leftarrow n}^2$, используемых в (3) и (4) для анализа рассеяний в структуре рис. 10. На основе таких данных (рис. 11) находились значения параметров r и ε , при которых связь волн $TE_{1,0}$ и $TE_{2,0}$ на резонансном смесителе $D2$ превышает аналогичную на нерезонансном $D2$ (рис. 8), причем на интервале значений κ , где нам нужно оптимизировать структуру рис. 10 в целом.

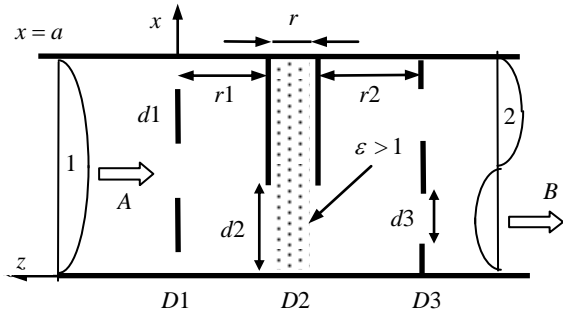


Рис. 10. Конвертор $1 \Rightarrow 2$ со смесителем волн $D2$, модифицированным раздвоением диафрагмы и диэлектриком

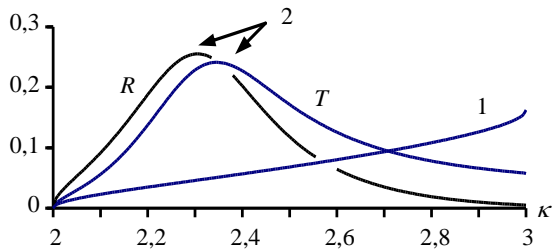


Рис. 11. Данные $1 \Rightarrow 2$ для смесителя структуры рис. 10 в отдельности для $d_2 = 0,32a$ в отраженном им поле (R) и в прошедшем (T): 1 – при $r = 0$; 2 – при $r = 0,243a$ и $\varepsilon = 2,8$

В результате расчетов имеем для конвертора (рис. 10) графики $Bw = 0,18$ и $0,206$ (рис. 12), которые сопоставляем с данными для конвертора (рис. 8) при новом $0,137$ и прежнем $0,019$ выборе длин r_1 и r_2 . При замене в смесителе двух однорезервных диафрагм трехрезервными (типа $D2a$ из рис. 8) получили вместо $Bw = 0,206$

лучшую полосу $0,230$ (при $\varepsilon = 2,1$, $r = 0,305$). Без диэлектрика трехрезервный смеситель преимуществ не дал.

Аналоги структуры рис. 10 для других типов конверсии $p \Rightarrow M$ также улучшили диапазонные характеристики. В частности, для конвертора $1 \Rightarrow 6$, работающего в диапазоне $6 < \kappa < 8$ (6- и 7-модовом) без паразитных потоков мод $TE_{2,0} \div TE_{5,0}$ и $TE_{7,0}$, достигнут интервал Bw рабочих значений κ , равный $0,46$ (при $\varepsilon = 1,5$, $r = 0,15a$). Без диэлектрика и раздвоения смесителя – только $0,275$ (при прежнем критерии выбора r_k – еще в 10 раз меньше).

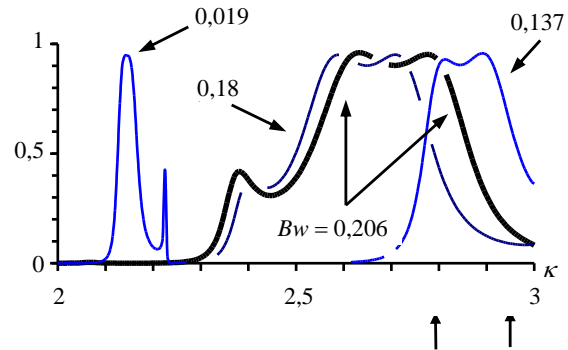


Рис. 12. Конверсия $1 \Rightarrow 2$. Данные для структур рис. 1 и 10. КПД для ситуации [5] (0,019) и новые: при $r = 0$ (0,137); при $r = 0,26a$, $\varepsilon = 2$ (0,206); при $r = 0,7a$ без диэлектрика

Для $1 \Rightarrow 8$ в диапазоне $8 < \kappa < 10$ «чистого» функционирования достигнута полоса $Bw = 0,428$ и $0,268$ – без модификации $D2$. Отметим, что рабочие полосы частот такого размера можно еще и «двигать» по диапазону «чистого» функционирования (меняя r_1/r_2).

Таким образом, при сохранении за нашими устройствами высоких характеристик по энергетике и по чистоте спектра удалось достичь достаточно хороших диапазонных свойств.

В заключение – о применении наших устройств при реверсе $M \Rightarrow p$ вместо $p \Rightarrow M$ с переменной местами входа и выхода. В этом взаимном режиме, получив низшую волну $TE_{1,0}$ на выходе, можем излучать ее из открытого конца сверхразмерного волновода. Соответственно (в альтернативу к [3]), одномодовый волновод как нагрузка (и переходник к нему) нам не понадобится.

Автор благодарит коллег А. В. Бровенко, С. А. Масалова, Ю. К. Сиренко и А. Е. Поединчука за интерес к данной работе.

1. Модель А. М. Фильтры СВЧ в радиорелейных системах / А. М. Модель. – М.: Связь, 1970. – 352 с.
2. Bae J. A W-band overmoded-waveguide oscillator with Gunn diodes / J. Bae, M. Fujita, K. Mizuno // IEEE Trans. – 2001. – МТТ-49, N 12. – P. 2554–2559.

3. *Шестопалов В. П.* Волноводные неоднородности / В. П. Шестопалов, А. А. Кириленко, Л. А. Рудь. – К.: Наук. думка, 1986. – 216 с.
4. *Kirilenko A. A.* Nonsymmetrical H -Plane Corners for $TE_{1,0}$ - $TE_{q,0}$ -Mode Conversion in Rectangular Waveg / A. A. Kirilenko, L. A. Rud', V. I. Tkachenko // IEEE Trans. – 2006. – *MTT-54*, N 6. – P. 2471–2477.
5. *Щербак В. В.* Режимы чистого преобразования волн $TE_{n,0}$ с высоким номером на каскаде из трех разнопериодичных ленточных диафрагм / В. В. Щербак // Радиофизика и электрон.: сб. научн. тр. / Ин-т радиофизики и электрон. НАН Украины. – Х., 2009. – *13*, № 1. – С. 20–28.
6. *Синтез* волноводного преобразователя поля / Б. З. Каценеленбаум, Е. Н. Коршунова, Л. И. Пангонис, А. Н. Сивов // Радиотехника и электрон. – 1982. – *27*, № 12. – С. 2373–2380.
7. *Haq T. U.* Scattering optimization method for design of compact mode converters for waveguides / T. U. Haq, K. J. Webb, N. C. Gallagher // IEEE Trans. – 1995. – *MTT-43*, N 3. – P. 559–565.
8. *Saad S. S.* Computer analysis of gradually tapered waveguide with arbitrary cross sections / S. S. Saad, J. B. Davies, O. J. Davies // IEEE Trans. – 1977. – *MTT-25*, N 5. – P. 437–440.
9. *Waveguide Handbook* / Ed. by N. Marcuvitz. – New York: McGraw-Hill, 1951. – 400 p.
10. *Щербак В. В.* Поперечные металлические решетки в прямоугольном волноводе / В. В. Щербак // Радиотехника: науч. тех. сб. / Харьков. гос. ун-т. – 1968. – Вып. 7. – С. 49–51.
11. *Shestopalov V. P.* Matrix operators in the diffraction problems. I, II / V. P. Shestopalov, V. V. Shcherbak // Radiophysics and Quantum Electronics. – 1975. – *18*, N 7. – P. 161–172.
12. *Щербак В. В.* Розв'язок задач дифракції хвиль на неоднорідностях з довільною кількістю стрічок та щілин на періоді / В. В. Щербак // Доп. АН УРСР. Сер. А. – 1982. – № 12. – С. 51–54.
13. *Shestopalov V. P.* Suppression of mode coupling by multielement diaphragms / V. P. Shestopalov, V. V. Shcherbak // Techn. Phys. Lett. – 1996. – *22*, Iss. 5. – P. 428–429.
14. *Щербак В. В.* Матричные операторы в задачах дифракции. Метод обобщенной матрицы реактивностей / В. В. Щербак // Радиофизика и электрон.: сб. научн. тр. / Ин-т радиофизики и электрон. НАН Украины. – Х., 1997. – *2*, № 1. – P. 175–182.
15. *Щербак В. В.* Дифракция электромагнитных волн на двойной равнощелевой диафрагме с магнитодиэлектриком / В. В. Щербак // Радиотехника / Харьков. гос. ун-т. – 1966. – Вып. 2. – С. 18–29.

V. V. Shcherbak

WAYS OF THE SUFFICIENT BROADBANDNESS INCREASE OF A «PURE» WAVE CONVERSION ON THE CASCADE OF STRIP DIAPHRAGMS IN PLANAR WAVEGUIDE

We consider a problem of an optimization of cascades of periodical strip diaphragms providing an effective power transmission of the wave $TE_{1,0}$ into $TE_{n,0}$ or between higher $TE_{p,0}$ and $TE_{m,0}$ (at the flat-topped band characteristic). We sufficiently have enlarged a working frequency-band of such devices. For this purpose we organize (by the essential dissimilarity of distances between diaphragms) mode coupling $TE_{p,0}$ and $TE_{m,0}$ at minimality of longitudinal beatings 1 and 1 for them (in different resonators) instead of 2 and 1. The dielectric insertions and other constructive innovations are used also.

Key words: periodical diaphragms, frequency band, other spectral regime, dielectric layer.

В. В. Щербак

СПОСОБИ ПОЛІПШЕННЯ ШИРОКОДІАПАЗОННОСТІ «ЧИСТОГО» ПЕРЕТВОРЕННЯ ХВИЛЬ КАСКАДОМ СТРІЧКОВИХ ДІАФРАГМ У ПЛОСКОМУ ХВИЛЕВОДІ

Розглянуто проблему оптимізації каскадів періодичних стрічкових діафрагм для ефективної передачі енергії основної хвилі $TE_{1,0}$ в одну з вищих або між вищими $TE_{p,0}$ та $TE_{m,0}$ (при плосковершинній діапазонній характеристиці). Значно збільшено робочий діапазон частот таких пристроїв. Для цього (завдяки істотній різниці відстаней між діафрагмами) організовано взаємодію мод $TE_{p,0}$ та $TE_{m,0}$ при мінімумі 1 та 1 поздовжніх осциляцій для них (в різних резонаторах) замість 2 та 1. Використано також діелектричні вставки та інші конструктивні новації.

Ключові слова: періодичні діафрагми, діапазон частот, інший спектральний режим, діелектричні вставки.

Рукопись поступила 21.04.10 г.